

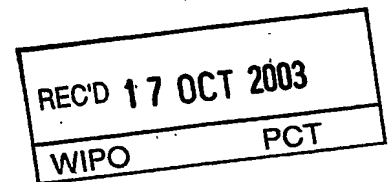
日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE29.08.03
#2

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2002年11月15日

出 願 番 号
Application Number: 特願2002-331946
[ST. 10/C]: [JP2002-331946]



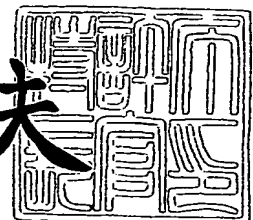
出 願 人
Applicant(s): ローム株式会社

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2003年10月 3日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



BEST AVAILABLE COPY

【書類名】 特許願

【整理番号】 02-00371

【提出日】 平成14年11月15日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02M 7/5395
H05B 41/24

【発明の名称】 直流－交流変換装置、及びそのコントローラ I C

【請求項の数】 5

【発明者】

【住所又は居所】 京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内

【氏名】 福本 憲一

【特許出願人】

【識別番号】 000116024

【氏名又は名称】 ローム株式会社

【代表者】 佐藤 研一郎

【代理人】

【識別番号】 100083231

【住所又は居所】 東京都港区新橋 2 丁目 1 0 番 5 号 末吉ビル 5 階 ミネ
ルバ国際特許事務所

【弁理士】

【氏名又は名称】 紋田 誠

【選任した代理人】

【識別番号】 100112287

【住所又は居所】 東京都港区新橋 2 丁目 1 0 番 5 号 末吉ビル 5 階 ミ
ネルバ国際特許事務所

【弁理士】

【氏名又は名称】 逸見 輝雄

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 016241

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9901021

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直流－交流変換装置、及びそのコントローラ IC

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 一次巻線と少なくとも 1 つの二次巻線とを持つ変圧器と、
直流電源から前記一次巻線に第 1 方向及び第 2 方向に電流を流すための半導体
スイッチ回路と、
前記二次巻線に接続された負荷に流れる電流を検出する電流検出回路と、
三角波信号を発生する三角波信号発生部と、
前記電流検出回路による電流検出信号に基づく誤差信号と前記三角波信号とを
比較して PWM 制御信号を発生する PWM 制御信号発生部と、
間欠動作信号に基づいて間欠動作オフ時に前記誤差信号を実質上零に設定させ
る間欠動作制御部とを有し、
前記半導体スイッチ回路を前記 PWM 制御信号にしたがってスイッチングする
ことを特徴とする、直流－交流変換装置。

【請求項 2】 前記 PWM 制御信号発生部は、前記電流検出信号を基準電圧
と比較し、前記誤差信号を発生する誤差増幅器と、前記誤差信号及び前記三角波
信号が入力され、前記 PWM 制御信号を発生する PWM 比較器と、前記誤差信号
を前記電流検出信号に帰還するコンデンサを含む帰還回路とを有し、
前記間欠動作制御部は、間欠動作オフ時に前記誤差信号が零になる方向に前記
コンデンサに電荷を充電し、間欠動作オン時に前記誤差信号が増加する方向に前
記コンデンサの電荷を放電させることを特徴とする、請求項 1 記載の直流－交流
変換装置。

【請求項 3】 負荷を駆動する半導体スイッチ回路を制御するためのコント
ローラ IC であって、
三角波信号を発生させるための三角波信号発振回路と、
前記負荷に流れる電流を検出した電流検出信号に基づく誤差信号と前記三角波
信号とを比較して PWM 制御信号を発生させるための PWM 制御信号発生回路と
、
間欠動作信号に基づいて間欠動作オン時に前記誤差信号を実質上零に設定させ

る間欠動作制御部とを有し、

前記半導体スイッチ回路を前記PWM制御信号にしたがってスイッチングするための駆動信号を出力することを特徴とするコントローラIC。

【請求項4】 前記PWM制御信号発生回路は、前記電流検出信号を基準電圧と比較し、前記誤差信号を発生する誤差増幅器と、前記誤差信号及び前記三角波信号が入力され、前記PWM制御信号を発生するPWM比較器と、前記誤差信号を前記電流検出信号に帰還するためのコンデンサが接続される帰還回路とを有し、

前記間欠動作制御部は、間欠動作オフ時に前記誤差信号が零になる方向に前記コンデンサに電荷を充電し、間欠動作オン時に前記誤差信号が増加する方向に前記コンデンサの電荷を放電させることを特徴とする、請求項3記載のコントローラIC。

【請求項5】 前記コンデンサを接続する帰還端子、前記電流検出信号を入力する入力端子を備えていることを特徴とする、請求項4記載のコントローラIC。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、電気機器付属の電源アダプタや、バッテリーなどの直流電源から、負荷を駆動するための交流電圧を発生する直流-交流変換装置（以下、インバータという）、及びそのコントローラICに関する。

【0002】

【従来の技術】

ノートパソコンの液晶モニタや、液晶テレビ受像機などの液晶ディスプレイのバックライト光源として、冷陰極蛍光灯（CCFL）が用いられるようになってきている。このCCFLは、通常の熱陰極蛍光灯とほぼ同様の高い効率と長い寿命を持っており、そして、熱陰極蛍光灯が持っているフィラメントを省いている。

【0003】

このCCFLを起動及び動作させるためには、高い交流電圧を必要とする。例えば、起動電圧は約1000Vであり、動作電圧は約600Vである。この高い交流電圧を、インバータを用いて、ノートパソコンや液晶テレビ受像機などの直流電源から発生させる。

【0004】

以前から、CCFL用インバータとして、ロイヤー (Roy er) 回路が一般的に用いられている。このロイヤー回路は、可飽和磁芯変圧器、制御トランジスタなどから構成され、そして、可飽和磁芯変圧器の非線形透磁率、制御トランジスタの非線形電流ゲイン特性により自己発振する。ロイヤー回路自身は外部クロックやドライバー回路を必要としない。

【0005】

しかし、ロイヤー回路は、基本的には一定電圧インバータであり、入力電圧や負荷電流が変化する場合には一定出力電圧を維持できない。したがって、ロイヤー回路に電力を供給するためのレギュレータを必要とする。このようなことから、ロイヤー回路を用いたインバータは、小型化が難しく、また、電力変換効率も低い。

【0006】

電力変換効率を高めるようにしたCCFL用インバータが提案されている (特許文献1参照)。このインバータは、変圧器の一次巻線に第1半導体スイッチを直列に接続し、直列接続された第2半導体スイッチとコンデンサを変圧器の一次巻線に並列に接続し、かつ、変圧器の二次巻線に結合コンデンサと負荷とを直列に接続する。そして、変圧器の一次側電流を制御回路に帰還し、基準電圧と比較することにより制御信号を形成し、その制御信号により、第1, 第2半導体スイッチをオン・オフ制御して、負荷に所定の交流電力を供給するようにしている。

【0007】

また、4つの半導体スイッチを用いてフルブリッジ (Hブリッジ) 型のCCFL用インバータが提案されている (特許文献2参照)。このインバータでは、変圧器の一次巻線に、共振用コンデンサを直列に介して、Hブリッジの出力端を接続し、変圧器の二次巻線に負荷を接続する。Hブリッジを構成する4つの半導体

スイッチのうちの、第1組の2つの半導体スイッチにより変圧器の一次巻線に第1方向の電流経路を形成し、第2組の2つの半導体スイッチにより変圧器の一次巻線に第2方向の電流経路を形成する。そして、変圧器の二次巻線に流れる電流を制御回路に帰還し基準電圧と比較することにより、固定された同一パルス幅で、そのパルスの相対位置が制御された制御信号を発生して、Hブリッジの半導体スイッチに供給し、負荷への供給電力を調整している。また、変圧器の二次巻線の電圧を検出して、過電圧保護を行うようにしている。

【0008】

また、CCFLに流れる電流を検出し、その電流が所定値となるようにインバータ電源装置の間欠動作における点灯／非点灯をパルス幅変調（PWM）のデューティを調整して点灯／非点灯の時間比を調整するようにしたものも知られている（特許文献3参照）。

【0009】

【特許文献1】

特開平10-50489号公報

【特許文献2】

米国特許第6259615号明細書

【特許文献3】

特開2002-221701号公報

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

特許文献1、2のインバータでは、負荷に流れる電流が所定値になるように半導体スイッチのオン期間を制御して、負荷への供給電力を制御している。負荷への供給電力を小さくするためには、半導体スイッチをオンするための制御パルスの幅を狭くすることになるが、制御パルスの幅を狭くして小さい電力を安定して負荷に供給するには限界がある。したがって、負荷であるCCFLの調光範囲を下限方向に広げることが困難であった。

【0011】

また、特許文献3のインバータでは、間欠動作における点灯（オン）／非点灯

(オフ)の時間比を制御しているが、間欠動作のみではきめ細かい調光を行うことは困難である。

【0012】

また、従来のものでは、インバータの起動時に、定電流制御のループ遅延や、過電圧保護の動作遅延により、負荷であるCCFLに過大電流が流れたり、過大な電圧が印加されてしまう。また、間欠動作におけるオンの立ち上がり時及び立ち下がり時に制御状態が急激に変動し、特に立ち上がり時には出力電流にオーバーシュートが発生する。この過大電流や、過大な電圧、あるいはオーバーシュートによって、負荷であるCCFLにストレスを与えることになり、その寿命低下の原因となっていた。また、変圧器や半導体スイッチ、電池電源などの主回路機器に、過大電流などに耐えられるものを必要としたり、変圧器の音鳴りの原因ともなっていた。

【0013】

そこで、本発明は、二次巻線が負荷に接続される変圧器の一次巻線に半導体スイッチ回路を設け、この半導体スイッチ回路の各スイッチをパルス幅変調(PWM)して定電流制御するとともに、間欠動作による制御を併用して、負荷へ電力供給できる範囲を広げるとともに、きめ細かい制御を可能とするインバータ及びそのコントローラICを提供することを目的とする。

【0014】

また、パルス幅変調(PWM)して定電流制御するとともに、間欠動作による制御を行うものにおいて、間欠動作における制御状態の急激な変動を、起動時のスロースタートとは異なる簡易な構成で、抑制することができるインバータ及びそのコントローラICを提供することを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】

請求項1記載のインバータは、一次巻線と少なくとも1つの二次巻線とを持つ変圧器TRと、直流電源BATから前記一次巻線に第1方向及び第2方向に電流を流すための半導体スイッチ回路101～104と、

前記二次巻線に接続された負荷FLに流れる電流を検出する電流検出回路と、

三角波信号 C T を発生する三角波信号発生部と、

前記電流検出回路による電流検出信号に基づく誤差信号 F B と前記三角波信号 C T とを比較して P W M 制御信号を発生する P W M 制御信号発生部と、

間欠動作信号に基づいて間欠動作オフ時に前記誤差信号を実質上零に設定させる間欠動作制御部とを有し、

前記半導体スイッチ回路を前記 P W M 制御信号にしたがってスイッチングすることを特徴とする。

【0016】

請求項 2 記載のインバータは、請求項 1 記載のインバータにおいて、前記 P W M 制御信号発生部は、前記電流検出信号 I S を基準電圧と比較し、前記誤差信号 F B を発生する誤差増幅器 2 1 1 と、前記誤差信号 F B 及び前記三角波信号 C T が入力され、前記 P W M 制御信号を発生する P W M 比較器 2 1 4 と、前記誤差信号 F B を前記電流検出信号 I S に帰還するコンデンサ 1 3 6 を含む帰還回路とを有し、

前記間欠動作制御部は、間欠動作オフ時に前記誤差信号 F B が零になる方向に前記コンデンサ 1 3 6 に電荷を充電し、間欠動作オン時に前記誤差信号 F B が増加する方向に前記コンデンサ 1 3 6 の電荷を放電させることを特徴とする。

【0017】

請求項 3 記載のコントローラ I C は、負荷 F L を駆動する半導体スイッチ回路 1 0 1 ～ 1 0 4 を制御するためのコントローラ I C 2 0 0 であって、

三角波信号 C T を発生させるための三角波信号発振回路 2 0 1 と、

前記負荷 F L に流れる電流を検出した電流検出信号 I S に基づく誤差信号 F B と前記三角波信号 C T とを比較して P W M 制御信号を発生させるための P W M 制御信号発生回路と、

間欠動作信号 B R T に基づいて間欠動作オン時に前記誤差信号 F B を実質上零に設定させる間欠動作制御部とを有し、

前記半導体スイッチ回路を前記 P W M 制御信号にしたがってスイッチングするための駆動信号を出力することを特徴とする。

【0018】

請求項4記載のコントローラICは、請求項3記載のコントローラICにおいて、前記PWM制御信号発生回路は、前記電流検出信号ISを基準電圧と比較し、前記誤差信号FBを発生する誤差増幅器211と、前記誤差信号FB及び前記三角波信号CTが入力され、前記PWM制御信号を発生するPWM比較器214と、前記誤差信号FBを前記電流検出信号ISに帰還するためのコンデンサ136が接続される帰還回路とを有し、

前記間欠動作制御部は、間欠動作オフ時に前記誤差信号FBが零になる方向に前記コンデンサ136に電荷を充電し、間欠動作オン時に前記誤差信号FBが増加する方向に前記コンデンサ136の電荷を放電させることを特徴とする。

【0019】

請求項5記載のコントローラICは、請求項4記載のコントローラICにおいて、前記コンデンサ136を接続する帰還端子8P、前記電流検出信号ISを入力する入力端子9Pを備えていることを特徴とする。

【0020】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して、本発明の直流電源から、負荷を駆動するための交流電圧を発生するインバータ、及びそのコントローラICの実施の形態について説明する。

【0021】

図1は、絶縁変圧器、フルブリッジ（Hブリッジ）のスイッチ回路を用いて、PWM制御する本発明の実施の形態に係るインバータの全体構成を示す図であり、図2は、そのためのインバータ制御用のコントローラICの内部構成を示す図である。

【0022】

図1において、第1スイッチであるP型MOSFET（以下、PMOS）101と第2スイッチであるN型MOSFET（以下、NMOS）102とで、変圧器TRの一次巻線105への第1方向の電流経路を形成する。また、第3スイッチであるPMOS103と第4スイッチであるNMOS104とで、変圧器TRの一次巻線105への第2方向の電流経路を形成する。これらのPMOS101

、103、NMOS102、104は、それぞれボディダイオード（即ち、バックゲートダイオード）を有している。このボディダイオードにより、本来の電流経路と逆方向の電流を流すことができる。なお、ボディダイオードと同様の機能を果たすダイオードを別に設けてもよい。

【0023】

直流電源BATの電源電圧VCCがPMOS101、103、NMOS102、104を介して変圧器TRの一次巻線105に供給され、その2次巻線106に巻線比に応じた高電圧が誘起される。この誘起された高電圧が冷陰極蛍光灯FLに供給されて、冷陰極蛍光灯FLが点灯する。

【0024】

コンデンサ111、コンデンサ112は、抵抗117、抵抗118とともに、冷陰極蛍光灯FLに印加される電圧を検出して、コントローラIC200にフィードバックするものである。抵抗114、抵抗115は、冷陰極蛍光灯FLに流れる電流を検出して、コントローラIC200にフィードバックするものである。また、コンデンサ111は、そのキャパシタンスと変圧器TRのインダクタンス成分とで共振させるためのものであり、この共振には冷陰極蛍光灯FLの寄生キャパシタンスも寄与する。113、116、119、120は、ダイオードである。また、151、152は電源電圧安定用のコンデンサである。

【0025】

コントローラIC200は複数の入出力ピンを有している。第1ピン1Pは、PWMモードと間欠動作（以下、バースト）モードの切替端子であり、外部からそれらモードの切替及びバーストモード時のデューティ比を決定するデューティ信号DUTYが入力される。第2ピン2Pは、バーストモード発振器（BOSC）の発振周波数設定容量接続端子であり、設定用コンデンサ131が接続され、バースト用三角波信号BCTが発生する。

【0026】

第3ピン3Pは、PWMモード発振器（OSC）の発振周波数設定容量接続端子であり、設定用コンデンサ132が接続され、PWM用三角波信号CTが発生する。第4ピン4Pは、第3ピン3Pの充電電流設定抵抗接続端子であり、設定

用抵抗133が接続され、その電位RTと抵抗値に応じた電流が流れる。第5ピン5Pは、接地端子であり、グランド電位GNDにある。

【0027】

第6ピン6Pは、第3ピン3Pの充電電流設定抵抗接続端子であり、設定用抵抗134が接続され、内部回路の制御によりこの抵抗134が設定用抵抗133に並列に接続されるかあるいは切り離され、その電位SRTはグランド電位GNDか、第4ピン4Pの電位RTになる。第7ピン7Pは、タイマーラッチ設定容量接続端子であり、内部の保護動作の動作時限を決定するためのコンデンサ135が接続され、コンデンサ135の電荷に応じた電位SCPが発生する。

【0028】

第9ピン9Pは、抵抗140を介して、冷陰極蛍光灯FLに流れる電流に応じた電流検出信号（以下、検出電流）ISが入力され、第1誤差増幅器に入力される。第8ピン8Pは、第1誤差増幅器出力端子であり、この第8ピン8Pと第9ピン9Pとの間にコンデンサ136が接続される。第8ピン8Pの電位が帰還電圧FBとなり、PWM制御のための制御電圧になる。以下、各電圧は、特に断らない限り、グランド電位を基準としている。

【0029】

第10ピン10Pは、抵抗139を介して、冷陰極蛍光灯FLに印加される電圧に応じた電圧検出信号（以下、検出電圧）VSが入力され、第2誤差増幅器に入力される。第10ピン10Pには、コンデンサ137が第8ピン8Pとの間に接続される。

【0030】

第11ピン11Pは、起動及び起動時間設定端子であり、抵抗143とコンデンサ142により、起動信号STが遅延された信号STBが印加される。第12ピン12Pは、スロースタート設定容量接続端子であり、コンデンサ141がグランドとの間に接続され、起動時に徐々に上昇するスロースタート用の電圧SSが発生する。

【0031】

第13ピン13Pは、同期用端子であり、他のコントローラICと協働させる

場合に、それと接続される。第14ピン14Pは、内部クロック入出力端子であり、他のコントローラICと協働させる場合に、それと接続される。

【0032】

第15ピン15Pは、外付けFETドライブ回路のグランド端子である。第16ピン16Pは、NMOS102のゲート駆動信号N1を出力する端子である。第17ピン17Pは、NMOS104のゲート駆動信号N2を出力する端子である。第18ピン18Pは、PMOS103のゲート駆動信号P2を出力する端子である。第19ピン19Pは、PMOS101のゲート駆動信号P1を出力する端子である。第20ピン20Pは、電源電圧VCCを入力する電源端子である。

【0033】

コントローラIC200の内部構成を示す図2において、OSCブロック201は、第3ピン3Pに接続されたコンデンサ132と第4ピン4Pに接続された抵抗133、134により決定されるPWM三角波信号CTを発生し、PWM比較器214に供給すると共に、内部クロックを発生しロジックブロック203に供給する。

【0034】

BOSCブロック202は、第2ピン2Pに接続されたコンデンサ131により決定されるバースト用三角波信号BCTを発生する。BCT周波数は、CT周波数より、著しく低く設定される（BCT周波数<CT周波数）。第1ピン1Pに供給されるアナログのデューティ信号DUTYと三角波信号BCTを比較器221で比較し、この比較出力でオア回路239を介して、NPNトランジスタ（以下、NPN）234を駆動する。なお、第1ピン1Pにデジタルのデューティ信号DUTYが供給される場合には、第2ピン2Pに抵抗を接続しBOSCブロック202からバースト用所定電圧を発生させる。

【0035】

ロジックブロック203は、PWM制御信号などが入力され、所定のロジックにしたがってスイッチ駆動信号を生成し、出力ブロック204を介して、ゲート駆動信号P1、P2、N1、N2を、PMOS101、103、NMOS102、104のゲートに印加する。

【0036】

スロースタートブロック205は、起動信号STが入力され、コンデンサ142、抵抗143により緩やかに上昇する電圧STBである比較器217への入力がある基準電圧Vref6を越えると、比較器217の出力により起動する。比較器217の出力は、ロジックブロック203を駆動可能にする。なお、249は、反転回路である。また、比較器217の出力により、オア回路243を介してフリップフロップ（FF）回路242をリセットする。スタートブロック205が起動すると、スロースタート電圧SSが徐々に上昇し、PWM比較器214に比較入力として入力される。したがって、起動時には、PWM制御は、スロースタート電圧SSにしたがって行われる。

【0037】

なお、起動時に、比較器216は、入力が基準電圧Vref5を越えた時点で、オア回路247を介して、NMOS246をオフする。これにより、抵抗134を切り離し、PWM用三角波信号CTの周波数を変更する。また、オア回路247には、比較器213の出力も入力される。

【0038】

第1誤差増幅器211には、冷陰極蛍光灯FLの電流に比例した検出電流ISが入力され、基準電圧Vref2（例、1.25v）と比較され、その誤差に応じた出力により、定電流源I1に接続されたNPN235を制御する。このNPN235のコレクタは第8ピン8Pに接続されており、この接続点の電位が帰還電圧FBとなり、PWM比較器214に比較入力として入力される。

【0039】

PWM比較器214では、三角波信号CTと、帰還電圧FBあるいはスロースタート電圧SSの低い方の電圧とを比較して、PWM制御信号を発生し、アンド回路248を介してロジックブロック203に、供給する。起動終了後の定常状態では、三角波信号CTと帰還電圧FBとが比較され、設定された電流が冷陰極蛍光灯FLに流れるように自動的に制御される。

【0040】

なお、第8ピン8Pと第9ピン9Pとの間には、コンデンサ136が接続され

ているから、帰還電圧FBは滑らかに増加あるいは減少する。したがって、PWM制御はショックなく、円滑に行われる。

【0041】

第2誤差増幅器212には、冷陰極蛍光灯FLの電圧に比例した検出電圧VSが入力され、基準電圧Vref3（例、1.25v）と比較され、その誤差に応じた出力により、ダブルコレクタの一方が定電流源I1に接続されたダブルコレクタ構造のNPN238を制御する。このNPN238のコレクタはやはり第8ピン8Pに接続されているから、検出電圧VSによっても帰還電圧FBが制御される。なお、帰還電圧FBが基準電圧Vref1（例、3v）を越えると、PNPトランジスタ（以下、PNP）231がオンし、帰還電圧FBの過上昇を制限する。

【0042】

比較器215は、電源電圧VCCを抵抗240、241で分圧した電圧と基準電圧Vref7（例、2.2v）とを比較し、電源電圧VCCが所定値に達した時点でその出力を反転し、オア回路243を介してFF回路242をリセットする。

【0043】

比較器218は、スロースタート電圧SSを基準電圧Vref8（例、2.2v）と比較し、電圧SSが大きくなるとアンド回路244及びオア回路239を介してNPN234をオンする。NPN234のオンにより、ダイオード232が電流源I2により逆バイアスされ、その結果第1誤差増幅器211の通常動作を可能にする。

【0044】

比較器219は、ダブルコレクタの他方が定電流源I3に接続されたNPN238が第2誤差増幅器212によりオンされると、その電圧が基準電圧Vref9（例、3.0v）より低下し、比較出力が反転する。比較器220は、帰還電圧FBを基準電圧Vref10（例、3.0v）と比較し、帰還電圧FBが高くなると、比較出力が反転する。比較器219、220の出力及び比較器218の出力の反転信号をオア回路245を介してタイマーブロック206に印加し、所

定時間を計測して出力する。このタイマブロック 206 の出力により、FF 242 をセットし、この FF 回路 242 の Q 出力によりロジックブロック 203 の動作を停止する。

【0045】

次に、以上のように構成されるインバータの動作、特に起動時の動作及びバーストモード時の動作を、図 3、図 4 及び図 5 をも参照して説明する。図 3 は、図 1 及び図 2 から起動時のスロースタート及びバーストモードに関係する部分を取り出した説明用の回路図であり、図 4、図 5 はその動作を説明するためのタイミングチャートである。

【0046】

さて、コントローラ IC 200 に電源電圧 VCC が供給されると、三角波信号発振回路である OSC ブロック 201、コンデンサ 132、抵抗 133 で構成される三角波信号発生部から、コンデンサ 132 のキャパシタンスと、抵抗 133 の抵抗値で決定される周波数の三角波信号 CT が発生される。この三角波信号 CT が、PWM 比較器 214 の (+) 入力端子に入力される。

【0047】

PWM 比較器 214 の 2 つの (-) 入力端子の一方に入力される帰還電圧 FB は、電源電圧 VCC が供給されて、定電流源 I1、NPN 235、NPN 238 から構成される共通化回路により高い値（上限値）になる。なお、この帰還電圧 FB の値は PNP 231 と基準電圧 Vref1 とにより、一定値に制限される。

【0048】

しかし、PWM 比較器 214 の他方の (-) 入力端子に入力されるスロースタート電圧 SS は、起動信号 ST を受けていないので零電圧である。PWM 比較器 214 は、帰還電圧 FB とスロースタート電圧 SS のうちの低い入力信号が優先されるので、まだ、PWM 比較器 214 からは PWM 制御信号は出力されない。

【0049】

起動信号 ST が外部からスロースタート回路であるスタートブロック 205 に供給されると、スタートブロック 205 内部の定電流源が駆動されて、その定電流がコンデンサ 141 に流れ込み始める。この定電流によってコンデンサ 141

が充電され、その充電時定数にしたがって、スロースタート電圧SSが上昇を開始する。即ち、起動時のスロースタートが開始される。

【0050】

PWM比較器214では、徐々に上昇するスロースタート電圧SSと三角波信号CTとが比較され、スロースタート電圧SSの値に応じたPWM制御信号が出力される。このPWM制御信号が、ロジックブロック203、出力ブロック204を介してMOSFET101～104に供給されて、インバータ動作が行われる。

【0051】

インバータの負荷である冷陰極蛍光灯FLは、印加される電圧が所定の値になるまでは点灯しないから、スロースタートの最初の段階では出力電圧Voがスロースタート電圧SSの上昇に連れて上昇する。したがって、従来のように、上限値にある帰還電圧FBにしたがって過大な出力電圧Vo（例えば、2000～2500v）が冷陰極蛍光灯FLに印加されることがない。また、過大な出力電圧Voの印加に伴う、突入電流の発生もないから、冷陰極蛍光灯FLやインバータの主回路部品（MOSFET101～104、変圧器TR、電池BATなど）に与える損傷やストレスを著しく低減する。

【0052】

出力電圧Vo、出力電流Ioが検出され、その検出電圧VS、検出電流ISが第1誤差増幅器211、第2誤差増幅器212で基準電圧Vref2、基準電圧Vref3と比較され、その比較出力でNPN235、NPN238を制御する。NPN235、NPN238が制御されるようになると、帰還電圧FBが上限値から低下してくる。

【0053】

出力電圧Voが上昇し、起動電圧（約1000v）に達すると、出力電流Ioが流れ始めて冷陰極蛍光灯FLが点灯すると共に、出力電圧Voは動作電圧（約600v）に低下する。この時点においても、過大な突入電流が流れることはない。そして、出力電流Ioが徐々に上昇する一方、出力電圧Voはほぼ一定の動作電圧に維持される。また、帰還電圧FBは、出力電圧Voあるいは出力電流I

oが上昇し、NPN235、NPN238が制御されるようになると、帰還用のコンデンサ136、137を介した帰還作用により、上限値から徐々に低下してくる。

【0054】

スロースタート電圧SSが上昇すると共に、出力電流I_oが増加して帰還電圧FBが低下してくる。帰還電圧FBがスロースタート電圧SSと等しくなった時点において、PWM比較器214での三角波信号CTとの比較対象が、それまでのスロースタート電圧SSから帰還電圧FBに移る。これによりスロースタートが終了したことになる。このスロースタートに要する時間は、冷陰極蛍光灯FLが停止している状態から立ち上がるために、比較的長い。

【0055】

出力電流I_oは基準電圧V_{ref2}で決まる所定値に一定制御される。冷陰極蛍光灯FLの明るさは、それに流れる電流により決まり、この電流を維持するためにほぼ一定の動作電圧が印加される。したがって、電圧V_oは、起動時に冷陰極蛍光灯FLを点灯するために高い電圧が印加され、一旦点灯した後は低い動作電圧でよい。このため、定常状態では、帰還電圧FBは、出力電流I_oに基づいて決定されることになる。

【0056】

なお、インバータが停止した場合に、再度の起動に備えて、コンデンサ141の蓄積電荷を放電する放電回路をスタートブロック205の内部に設ける。この放電は、例えば起動信号STにより行うことができる。

【0057】

次に、バーストモードについて説明する。コントローラIC200に電源電圧VCCが供給されている状態では、バースト用三角波信号発振回路であるBOSCブロック202、コンデンサ131で構成されるバースト用三角波信号発生部から、コンデンサ131のキャパシタンスと内部抵抗の抵抗値で決定される周波数のバースト用三角波信号BCTが発生されている。バーストモードの制御は、は、デューティ信号DUTYのレベルを変更して、バースト用三角波信号BCTと交叉させるかどうか、及び交叉されている時間を調整することにより、行われ

る。

【0058】

図4を参照して、デューティ信号DUTYがバースト用三角波信号BCTを越えているオンデューティ期間(ON DUTY)は、PWM制御が行われる。一方、デューティ信号DUTYがバースト用三角波信号BCTを下回っているオフデューティ期間(OFF DUTY)は、PWM制御が停止され、冷陰極蛍光灯FLへの電力供給は停止される。

【0059】

PWM用三角波信号CTの周波数は例えば120KHzであり、これを周波数が例えば150Hzの三角波信号BCTでバースト制御するから、視覚上で何らの問題はない。そして、デューティ信号DUTYの大きさを制御することにより、PWM制御によって冷陰極蛍光灯FLへ供給可能な範囲を超えて、さらに広範囲に電力供給、即ち光量の制御を行うことができる。

【0060】

具体的に回路動作を見ると、図4、図5を参照して、オフデューティ期間では、比較器221の出力である間欠動作信号(バースト信号)BRTは低(L)レベルにあり、NPN234はオフしている。

【0061】

これにより、ダイオード232が定電流源I2により順バイアスされ、帰還回路のコンデンサ136は、定電流源I2からダイオード232を介して充電されている。したがって、検出電流ISは高い値になり、第1誤差増幅器211の誤差出力は高いレベルにあり、NPN235はオンしているから、帰還電圧FBはほぼ零電圧である。

【0062】

PWM比較器214は、2つの負(-)入力のうちのより低い方の電圧と、正(+)の三角波信号CTとが比較されるから、オフデューティ期間では、図4の例えば左端側に示されるように、PWM制御信号は出力されない。

【0063】

時点t1で、オフデューティ期間からオンデューティ期間へ移るときには、バ

ースト信号BRTは、LレベルからHレベルに変わり、NPN234がオンする。これにより、ダイオード232が定電流源I2により順バイアスされている状態から解除される。

【0064】

コンデンサ136に充電されている電荷は、定電流源I1、コンデンサ136、抵抗140、抵抗116の経路で放電される。このコンデンサ136の電荷の放電に伴い、検出電流ISは緩やかに低下し、また帰還電圧FBは同様に緩やかに上昇していく。そして、検出電流ISが設定された所定値になる状態に到達し、通常のPWM制御が行われる。

【0065】

このようにオフデューティ期間からオンデューティ期間へ移るときに、帰還電圧FBは、ほぼ零電圧からコンデンサ136の放電動作による時間（図5で「 α 」にて表している）をかけて緩やかに上昇する。したがって、PWM制御信号のパルス幅も狭い状態から徐々に広がるから、出力電流Ioはスロースタートして徐々に増加する。よって、オンデューティ期間への移行に伴う出力電流Ioのオーバーシュートが、発生することはない。

【0066】

オンデューティ期間では、バースト信号BRTは高（H）レベルになってNPN234はオンし、ダイオード234は逆バイアスされてオフしている。このとき、第1誤差増幅器211は入力される検出電流ISに応じた出力を発生し、NPN235の導通度を制御する。これにより、PWM比較器214からPWM制御信号がロジックブロック203に供給されて、ゲート駆動信号P1～N2が出力されて、PMOS101, 103, NMOS102, 104がPWM制御される。なお、図4のTOFFは、貫通電流を防止するために設定されている、同時オフ期間である。

【0067】

時点t2で、オンデューティ期間からオフデューティ期間へ移るときには、バースト信号BRTは、HレベルからLレベルに変わり、NPN234がオフする。これにより、ダイオード232が定電流源I2により順バイアスされる。

【0068】

そして、コンデンサ136は、定電流源I2、コンデンサ136、NPN235の経路で充電される。このコンデンサ136への電荷の充電に伴い、検出電流ISは緩やかに上昇し、また帰還電圧FBは同様に緩やかに低下していく（図5で「 β 」にて表している）。検出電流ISは上限値（定電流源I2の電源電圧；3V）になり、帰還電圧FBはほぼ零電圧になる。この場合には、PWM制御は停止される。

【0069】

このようにオンデューティ期間からオフデューティ期間へ移るときに、帰還電圧FBは、ほぼPWM制御での値からコンデンサ136の充電動作による時間を掛けて緩やかに低下する。即ち、スローエンドする。したがって、PWM制御信号のパルス幅も通常の制御状態から徐々に狭くなっていく。よって、オフデューティ期間への移行に伴う出力電流Ioは、徐々に減少していく。

【0070】

バーストモードにおいては、起動時とは異なり、既に冷陰極蛍光灯FLは点灯状態にあるから、スロースタート及びスローエンドに掛ける時間は、起動時のスロースタートに要する時間より、短くする。

【0071】

もし、起動時のソフトスタート用の回路を、バーストモードでのスロースタート及びスローエンドに用いる場合には、立ち上がりには要する時間 α 、立ち下がりには要する時間 β が長くなり、負荷制御を正確に行うことが困難である。逆に、バーストモードでのスロースタート及びスローエンドに用いる回路を、起動時のソフトスタート用に用いる場合には、起動時の突入電流を有効に抑制することはできない。

【0072】

本発明では、バーストモードにおけるスロースタート及びスローエンドを、帰還回路に設けられるコンデンサ136を利用して行い、その時間を決定している。したがって、格別に他の回路手段を設けることなく、PWM制御のために設けられている回路素子を利用して、適切にスロースタート及びスローエンドを行う

ことができる。

【0073】

【発明の効果】

本発明によれば、負荷に供給される電流を定電流になるようにPWM制御するインバータやそのためのコントローラICにおいて、半導体スイッチ回路の各スイッチをPWMして定電流制御するとともに、間欠動作による制御を併用することにより、負荷へ電力供給できる範囲を広げるとともに、きめ細かい電力制御を可能とする。また、間欠動作オフ時にPWMのための誤差信号を実質上零に設定させることにより、間欠動作を制御するから、簡易な構成とすることができる。

【0074】

また、間欠動作の制御は、間欠動作オフへの移行時にPWM制御の誤差信号が零になる方向に帰還回路に含まれるコンデンサを充電し、間欠動作オンへの移行時にその誤差信号が零から増加する方向にそのコンデンサ電荷を放電させる。これにより、間欠動作のオフ時及びオン時に、PWM制御の誤差信号が緩やかに減少し、あるいは緩やかに増加する。したがって、間欠動作のオン時、オフ時もPWMによる定電流制御がスロースタート、スローエンドにより行われるから、制御状態の急激な変動が抑制され、出力電流のオーバーシュートや変圧器の音鳴りを低減することができる。

【0075】

また、間欠動作のスロースタート、スローエンドは、帰還回路のコンデンサへの充放電を利用して行うから、インバータ起動時のスロースタートとは別に、任意の短時間に設定することができる。したがって、間欠動作に適したスロースタート、スローエンドを行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の実施の形態に係るインバータの全体構成図。

【図2】

図1のためのコントローラICの内部構成図。

【図3】

スロースタート、スローエンドに関する説明用の回路図。

【図4】

図3の動作を説明するためのタイミングチャート。

【図5】

図3の動作を説明するための他のタイミングチャート。

【符号の説明】

TR 変圧器

FL 冷陰極蛍光灯

BAT 直流電源

101、103 P型MOSトランジスタ

102、104 N型MOSトランジスタ

P1, P2, N1, N2 ゲート駆動信号

200 コントローラIC

201 OSCブロック

202 BOSCブロック

203 ロジックブロック

204 出力ブロック

205 スロースタートブロック

211 第1誤差増幅器

212 第2誤差増幅器

214 PWM比較器

221 比較器

231 PNPトランジスタ

232 ダイオード

234、235、238 NPNトランジスタ

131、132、136、137、141 コンデンサ

133、139、140 抵抗

Vref1～Vref3 基準電圧

I1、I2 定電流源

CT PWM用三角波信号

BCT バースト用三角波信号

DUTY デューティ信号

FB 帰還電圧

SS スロースタート電圧

IS 検出電流

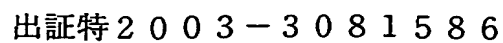
VS 検出電圧

Vo 出力電圧

Io 出力電流

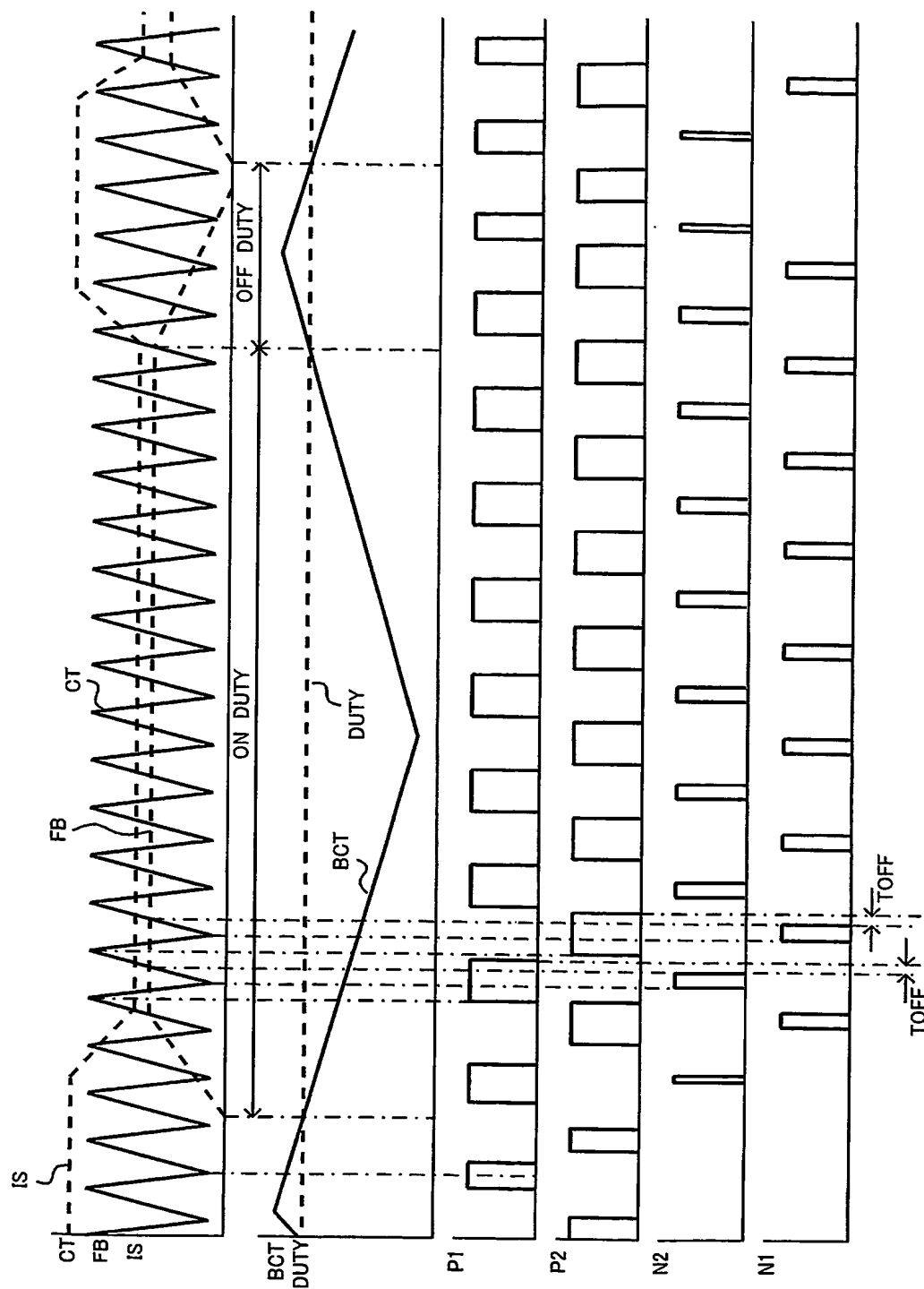
ST 起動信号

【図 1】

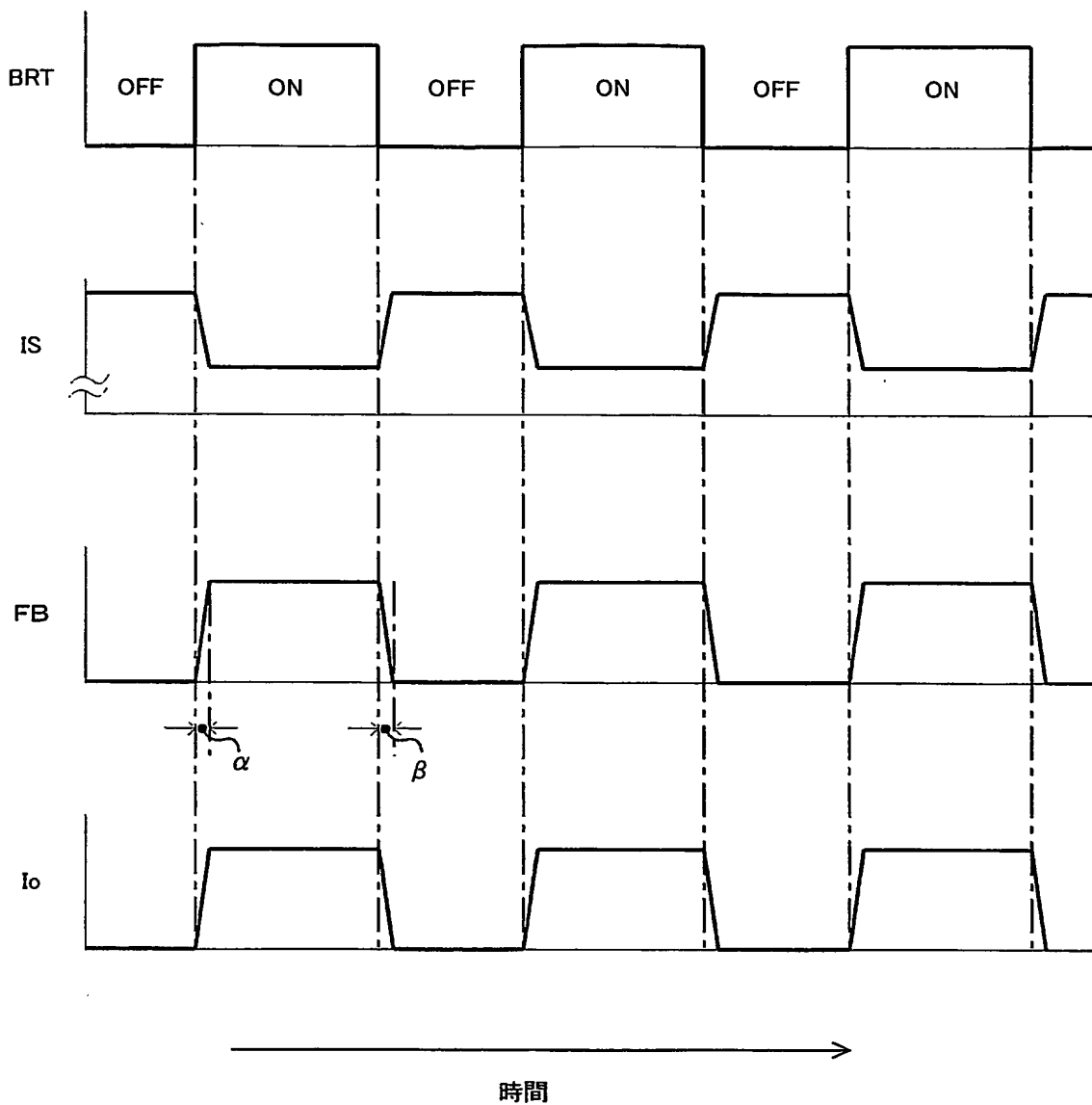


[illegible]

【図 4】



【図 5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 二次巻線が負荷に接続される変圧器の一次巻線に半導体スイッチ回路を設け、この半導体スイッチ回路の各スイッチをPWMして定電流制御するインバータにおいて、負荷へ電力供給できる範囲を下限方向に広げるとともに、きめ細かい制御を可能とする。

【解決手段】 PWMして定電流制御するとともに、間欠動作による制御を併用する。間欠動作の制御は、間欠動作オフ時に、PWM制御の誤差信号を零にする。また、間欠動作のオフ時及びオン時に、PWM制御の誤差信号を、帰還回路のコンデンサ電荷を充放電させることにより緩やかに減少し、あるいは増加させる。これにより、間欠動作のオン時、オフ時もPWMによる定電流制御をスロースタート、スローエンドに行う。

【選択図】 図3

特願 2002-331946

出願人履歴情報

識別番号

[000116024]

1. 変更年月日

1990年 8月22日

[変更理由]

新規登録

住 所

京都府京都市右京区西院溝崎町21番地

氏 名

ローム株式会社